

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-013262

(43)Date of publication of application : 16.01.1998

(51)Int.Cl.

H04B 1/10
H01Q 3/26

(21)Application number : 08-158021

(71)Applicant : N T T IDO TSUSHINMO KK

(22)Date of filing : 19.06.1996

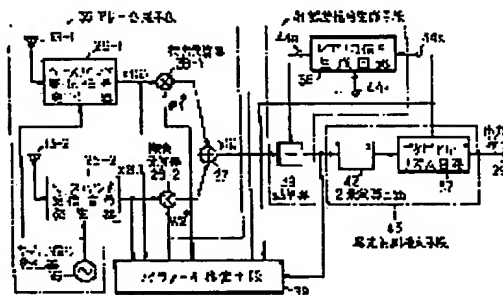
(72)Inventor : FUKAWA KAZUHIKO
SUZUKI HIROSHI

(54) ADAPTIVE ARRAY RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To eliminate number of interfered waves equal to or more than the number of antennas.

SOLUTION: Reception signals from two antennas are subject to quasi-synchronization detection, and detection outputs x_1 , x_2 and weighted coefficients w_1 , w_2 are added through complex multiplication to obtain a synthesis signal (y), and a replica signal-generating circuit 36 conducts convolution multiplication between a transmission line impulse response estimate value of a desired wave and each interference wave from a parameter estimate means 38 and each complex symbol object of a desired wave and each interference wave from a Viterbi algorithm circuit 37. A difference (e) is taken (39) between the signal (y) and the sum of convolution multiplication results (estimated synthesis signal) and the square of the difference (e) is given to the circuit 37, where the signal is discriminated by maximum likelihood series estimate, and the means 38 estimate the weighted coefficient and the transmission line impulse response estimate value under the binding condition of the weighted coefficient, based on the signals x_1 , x_2 , e and the complex symbol object.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

02.11.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

BEST AVAILABLE COPY

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-13262

(43)公開日 平成10年(1998)1月16日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

片内整理番号

FI

技術表示箇所

H04B 1/10

H04B 1/10

L

H01Q 3/26

H01Q 3/26

c

審査請求 未請求 請求項の数5 OL (全 8 頁)

(21)出願番号

特願平8-158021

(22) 出題日

平成8年(1996)6月19日

(71)出願人 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72)発明者 府川 和彦

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72) 発明者 鈴木 博

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

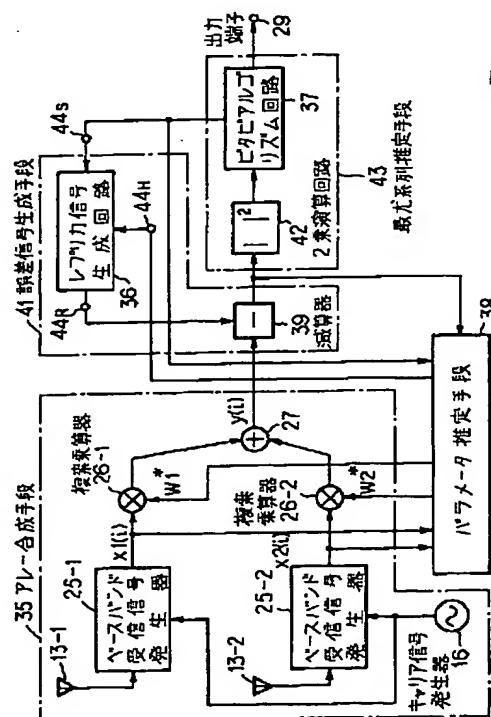
(74)代理人 弁理士 草野 卓 (外1名)

(54) 【発明の名称】 アダプティブ・アレー受信機

(57) 【要約】

【課題】 アンテナの数と同数以上の干渉波も除去する。

【解決手段】 2本のアンテナの受信信号を準同期検波し、その各検波出力 x_1 , x_2 と重み付け係数 w_1 , w_2 を複素乗算して加算して合成信号 y とし、パラメータ推定手段38よりの希望波、各干渉波の伝送路インパルスレスポンス推定値と、ヒタビアルゴリズム回路37よりの希望波、各干渉波の各複素シンボル候補との畳み込み乗算をレプリカ信号生成回路36で行い、これら畳み込み乗算の和（推定合成信号）と y との差 e をとり（39）、その2乗値を回路37は入力として最尤系列推定により信号判定を行い、 x_1 , x_2 , e , 上記複素シンボル候補とを用いて手段38において重み付け係数の拘束条件下で誤差を最小とるように上記重み付け係数、上記伝送路インパルスレスポンス推定値を推定する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のアンテナで受信した複数の受信信号を重み付け係数で線形合成して合成信号を生成するアレー合成手段と、

複素シンボル候補と伝送路推定値を用いて上記合成信号の推定信号を生成し、上記合成信号と上記推定信号との差分を誤差信号として出力する誤差信号生成手段と、

上記誤差信号を尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、希望波の判定信号と上記複素シンボル候補を出力する最尤系列推定手段と、

上記複数の受信信号と上記複素シンボル候補と上記誤差信号とを入力として、上記重み付け係数の拘束条件下で上記誤差信号の平均電力を最小にするアルゴリズムで求めた上記重み付け係数と上記伝送路推定値を出力するパラメータ推定手段と、

を具備するアダプティブ・アレー受信機。

【請求項2】 上記アレー合成手段は、上記各受信信号と上記重み付け係数との畳み込み演算を行い、これら畳み込みの演算結果を足し合わせて上記合成信号を生成する手段であることを特徴とする請求項1記載のアダプティブ・アレー受信機。

【請求項3】 上記誤差信号生成手段における上記推定信号は、上記複素シンボル候補と上記伝送路推定値との畳み込み演算により生成する手段であることを特徴とする請求項1又は2記載のアダプティブ・アレー受信機。

【請求項4】 上記最尤系列推定手段が出力する上記複素シンボル候補は、希望波の複素シンボル候補とN波（但し、Nは自然数）の干渉波の複素シンボル候補で構成されていることを特徴とする請求項1又は2記載のアダプティブ・アレー受信機。

【請求項5】 上記パラメータ推定手段における上記拘束条件は、上記複数の受信信号と希望波信号の複素シンボルとの相関値で規定されることを特徴とする請求項1又は2記載のアダプティブ・アレー受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、例えばデジタル移動通信に適用され、デジタル無線通信において干渉波による劣化を抑圧するアダプティブ・アレー受信機に関するものである。

【0002】

【従来の技術】デジタル移動通信においては、周波数の有効利用を図るため同一周波数を利用するゾーン（地域）を離して繰り返して設けており、同一チャネル干渉対策が重要な課題の一つである。アダプティブ・アレーはその有望な技術の一つであり、従来のアダプティブ・アレーの構成を図5に示す（鷹尾和明，“アダプティブアンテナの理論体系”，電子情報通信学会論文誌B-II，vol.75J-B-II，No.11，pp.713-720，1992年11月）。ここでは、希望波も干渉波も図6に示すようなバースト構

成で送信され、既知のトレーニング信号11にデータ信号12が続くものとする。また、アレーアンテナの数は簡単のため2とする。

【0003】まず、アンテナ13-1から受信した受信波は、低雑音アンプ（増幅器）14-1で増幅された後にハイブリッド15-1で2つに分岐される。その1つの信号は、キャリア信号発生器16が出力するキャリア信号を乗算器17-1で乗算された後に、ローパスフィルタ18-1へ入力され、更にサンプラ19-1でサンプリング周期 T_s ごとにサンプリングされる。ハイブリッド15-1で分岐された他方の信号は、移相器21で90度位相回転したキャリア信号を乗算器22-1で乗算され、ローパスフィルタ23-1へ入力された後に、サンプラ24-1でサンプリングされる。この操作は準同期検波であり、ローパスフィルタ18-1、23-1の各出力は準同期検波信号の同相成分及び直交成分に相当し、ここで2つを合わせて時刻 iT_s （ i は整数）の受信信号 $x1(i)$ とする。低雑音アンプ14-1、ハイブリッド15-1、乗算器17-1及び22-1、移相器21、ローパスフィルタ18-1及び23-1、サンプラ19-1及び24-1はベースバンド受信信号発生器25-1を構成する。アンテナ13-2から受信した受信波は同様の構成のベースバンド受信信号発生器25-2で準同期検波され、時刻 iT_s の受信信号 $x2(i)$ が出力される。以下の記述では、信号は全て同相成分及び直交成分を有し、同相成分を実部に直交成分を虚部に表示する複素表示を用いて信号を表すことにする。また特に断らないかぎり、サンプラ19-1及び24-1のサンプリング周期 T_s は変調のシンボル周期 T とする。

【0004】受信信号 $x1(i)$ 及び $x2(i)$ は、複素乗算器26-1及び26-2で重み付け係数 $w1$ 及び $w2$ をそれぞれ乗算された後に加算器27で合成され、合成信号 $y(i)$ が生成される。ここで、受信信号 $x1(i)$ 及び $x2(i)$ には希望波の外に干渉波信号成分が含まれており、これら干渉波信号成分が互いに打ち消しあうように重み付け係数 $w1$ 、 $w2$ を制御すれば、干渉信号成分を除去することができる。干渉除去された合成信号は判定器28に入力される。判定器28は硬判定により信号判定を行い、判定信号を出力端子29へと出力する。減算器31は、受信バースト波中のトレーニング信号11の区間では、トレーニング信号メモリ32が出力する既知の希望波のトレーニング信号と、加算器27からの合成信号 $y(i)$ との差分を誤差信号 $e(i)$ として出力し、データ信号12の区間では判定器28の判定信号と合成信号 $y(i)$ との差分を誤差信号 $e(i)$ として出力する。ここでトレーニング信号11を用いるのは、重み付け係数 $w1$ 、 $w2$ の初期推定の収束を速めるためである。係数制御手段33は、受信信号 $x1(i)$ 及び $x2(i)$ 、誤差信号 $e(i)$ を入力として、誤差信号 $e(i)$ の絶対値の2乗平均が最小となるように重み付け係数 $w1$ 、 $w2$ を推定し出力する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】このアダプティブ・ア

レー構成において除去できる干渉波の数は、アレーアンテナの数をM (Mは2以上の整数) とすると、M-1 波までである。重み付け係数の数はMであるが、全重み付け係数を定数倍しても合成信号のCIR (キャリアと干渉波の比) は変わらないので、重み付け係数の相対的な関係にしか自由度がなくその自由度がM-1 だからである。干渉波の電力が高い場合、干渉波の数がM以上となると除去できない干渉波成分が残り、伝送特性が急激に劣化するという欠点がある。

【0006】この発明の課題は、除去できる干渉波の数をアレーアンテナの数以上にできるアダプティブ・アレー受信機を提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】この発明におけるアダプティブ・アレー受信機は、(1) 複数のアンテナ受信信号を重み付け係数で線形合成することにより合成信号を生成するアレー合成手段、(2) 複素シンボル候補と伝送路推定値を用いて合成信号の推定信号を生成し、合成信号と推定信号との差分を誤差信号として出力する誤差信号生成手段、(3) 誤差信号を尤度判定情報として信号判定を行い、希望波の判定信号と複素シンボル候補を出力する最尤系列推定手段、(4) 受信信号と複素シンボル候補と誤差信号とを入力として、重み付け係数の拘束条件下で誤差信号の平均電力を最小にするよう重み付け係数と伝送路推定値を制御するパラメータ推定手段から成る。

【0008】この基本構成における各手段は以下のように展開することができる。アレー合成手段は、単に重み付け係数で受信信号を重み付け合成する構成だけでなく、各アンテナにおいて受信信号と重み付け係数との畳み込み演算を行い、各アンテナの畳み込み演算結果を足しあわせることにより合成信号を生成する構成も可能である。

【0009】誤差信号生成手段は複素シンボル候補と伝送路推定値との畳み込み演算により推定信号を生成する手段を含む。最尤系列推定手段は、最尤系列推定により希望波のみならず干渉波の信号判定を行い、希望波の判定信号と、複素シンボル候補として希望波と干渉波の複素シンボル候補を出力する構成も可能である。

【0010】パラメータ推定手段は、受信信号と希望波信号の複素シンボルとの相関値を求め、その値で拘束条件を規定する手段を含む。作用この発明における基本的な作用は次のようなものである。(1) アレー合成手段は、複数のアンテナの受信信号を重み付け係数で線形合成することにより干渉波をキャンセルし、合成信号を生成する。(2) 誤差信号生成手段では、複素シンボル候補と伝送路推定値を用いて合成信号の推定信号を生成し、合成信号と推定信号との差分を誤差信号として出力する。(3) 最尤系列推定手段では、誤差信号を尤度情報として信号判定を行い、希望波の判定信号と複素シンボル候補を出力する。(4) パラメータ推定手段は、受信信号

と複素シンボル候補と誤差信号とを入力として、重み付け係数の拘束条件下で誤差信号の平均電力を最小にするよう重み付け係数と伝送路推定値を制御する。

【0011】アレー合成手段は、単に重み付け係数で受信信号を重み付け合成するだけでなく、各アンテナにおいて受信信号と重み付け係数との畳み込み演算を行い、各アンテナの畳み込み演算結果を足しあわせることにより合成信号を生成することも可能である。誤差信号生成手段は、複素シンボル候補と伝送路推定値との畳み込み演算により推定信号を生成することも可能である。

【0012】最尤系列推定手段は、最尤系列推定により希望波のみならず干渉波の信号判定を行い、希望波の判定信号と、複素シンボル候補として希望波と干渉波の複素シンボル候補を出力することも可能である。パラメータ推定手段は、受信信号と希望波信号の複素シンボルとの相関値を求め、拘束条件はこの相関値で規定する。

【0013】この発明は従来技術とは、以下の点が異なる。

(1) 複数のアンテナからの受信信号を線形合成する重み付け係数は、受信信号と複素シンボル候補と誤差信号とを用いて、重み付け係数の拘束条件下で誤差信号の平均電力を最小にするアルゴリズムで求める。

(2) 推定信号の生成に用いる伝送路推定値は、受信信号と複素シンボル候補と誤差信号とを用いて、重み付け係数の拘束条件下で誤差信号の平均電力を最小にするアルゴリズムで求める。

(3) 信号判定は、合成信号と推定信号との差分である誤差信号を尤度情報として、最尤系列推定により行う。

【0014】

【発明の実施の形態】

実施例1

この発明の実施例1の構成を図1に示す。ここでは、アレーアンテナの数は簡単のため2とした。まず、アンテナ13-1から受信した受信波は、ベースバンド受信信号発生器25-1においてキャリア信号発生器16が出力するキャリア信号を用いて準同期検波され、受信信号 $x1(i)$ が出力される。同様に、アンテナ13-2から受信した受信波は、ベースバンド受信信号発生器25-2でキャリア信号発生器16が出力するキャリア信号を用いて準同期検波され、受信信号 $x2(i)$ が出力される。受信信号 $x1(i)$ 及び $x2(i)$ は、重み付け係数 $w1$ 及び $w2$ をそれぞれ複素乗算器26-1及び26-2で乗算された後に加算器27で合成され、合成信号 $y(i)$ が生成される。 $y(i)$ を式で表すと

$$y(i) = w1 \cdot x1(i) + w2 \cdot x2(i) \quad (1)$$

となる。ここで $*$ は複素共役を表す。

【0015】受信信号 $x1(i)$ 及び $x2(i)$ には希望波の外に干渉波信号成分が含まれており、これら干渉波信号成分が互いに打ち消しあうように重み付け係数 $w1$, $w2$ を制御すれば、干渉信号成分を除去することができる。なお、アンテナ13-1及び13-2、ベースバンド受信信号発生

器25-1及び25-2、キャリア信号発生器16、複素乗算器26-1及び26-2、加算器27はアレー合成手段35に相当する。

【0016】レプリカ信号生成回路36は、ビタビアルゴリズム回路37が出力する複素シンボル候補と、パラメータ推定手段38が出力する伝送路推定値を用いて合成信号の推定信号を生成する。減算器39は加算器27からの合成信号とこの推定信号との差分を誤差信号として出力する。ここで、レプリカ信号生成回路36と減算器39は誤差信号生成手段41に相当する。

【0017】2乗演算回路42は、減算器39からの誤差信号の絶対値2乗に負の定数を乗算した値を尤度情報、即ちブランチメトリックとしてビタビアルゴリズム回路37に入力する。ビタビアルゴリズム回路37は複素シンボル候補を出力し、最尤系列推定による信号判定をビタビアルゴリズムを用いて行う。具体的には、複素シンボル候補ごとにブランチメトリックの累積値として対数尤度関数、即ちバスメトリックを計算し、バスメトリックを最大とする複素シンボル候補をビタビアルゴリズムにより求める。そして、選択された複素シンボル候補に含まれる希望波の複素シンボルを判定信号として出力端子29へと出力する。ここで、2乗演算回路42とビタビアルゴリズム回路37は最尤系列推定手段43に相当する。

【0018】パラメータ推定手段38は、受信信号 $x_1(i)$ 及び $x_2(i)$ とビタビアルゴリズム回路37からの複素シンボル候補と減算器39からの誤差信号を入力とする。これらの信号を用いて、重み付け係数の拘束条件下で誤差信号の平均電力を最小にするアルゴリズムで重み

$$y_e(i) = \sum_{p=0}^1 \rho h_0(p) a_m(i-p) + \sum_{p=0}^1 \rho h_1(p) b_m(i-p) \quad (2)$$

となる。ここで、 $a_m(i)$ 、 $b_m(i)$ はそれぞれ時刻 iT における希望波及び干渉波の複素シンボル候補、 $\{h_0(p)\}$ 、 $\{h_1(p)\}$ は希望波及び干渉波のインパルスレスポンス推定値である。なお、考慮する干渉波の数が2以上の場合には、トランスバーサルフィルタの数を考慮する干渉波の数+1にすればよく、干渉波を考慮しないときにはトランスバーサルフィルタの数を1にすればよい。また、最大遅延時間は $1T$ としたので、図2Bのトランスバーサルフィルタのタップ数は2としたが、最大遅延時間が LT (L は非負の整数)のときには、タップ数を $(L+1)$ とすればよい。

【0019】次に、上述のビタビアルゴリズム回路37が用いるビタビアルゴリズムについて説明する。最尤系列推定(Maximum Likelihood Sequence Estimation: MLSE)は全ての可能性のある複素シンボル系列候補に対して尤度を計算し、その値が最も大きい複素シンボル系列候補を信号判定値とする推定方法である。複素シンボル系列が長くなると、可能性のある系列数は指数関数的に増大する。そこで系列数を減らして演算量を抑えるアルゴリズムとしてビタビアルゴリズムによる状態推定が知

付け係数と伝送路推定値を求めて出力する。レプリカ信号生成回路36の構成例を図2Aに示す。以下では、考慮する干渉波は1波で伝送路における遅延波の最大遅延時間は $1T$ (T はシンボル周期)とする。入力端子44Sからビタビアルゴリズム回路37が出力する複素シンボル候補が入力される。この複素シンボル候補は、希望波と干渉波の各複素シンボル候補から構成されており、希望波の複素シンボル候補はトランスバーサルフィルタ55-1へ、干渉波の複素シンボル候補はトランスバーサルフィルタ55-2へ入力される。トランスバーサルフィルタ55-1及び55-2は遅延素子の遅延時間が T であり、その構成を図2Bに示す。端子44Hからパラメータ推定手段38よりの伝送路推定が入力するが、これは希望波と干渉波の各インパルスレスポンス推定値であり、希望波のインパルスレスポンス推定値はトランスバーサルフィルタ55-1のタップ係数に、干渉波のインパルスレスポンス推定値はトランスバーサルフィルタ55-2のタップ係数にそれぞれ設定される。トランスバーサルフィルタ55-1は、希望波の複素シンボル候補と希望波のインパルスレスポンス推定値との畳み込み演算を行い、トランスバーサルフィルタ55-2は、干渉波の複素シンボル候補と干渉波のインパルスレスポンス推定値との畳み込み演算を行い、それぞれ畳み込み演算結果を出力する。従ってトランスバーサルフィルタ55-1、55-2の各出力信号はそれぞれ、希望波の信号成分推定値、干渉波の信号成分推定値となる。各トランスバーサルフィルタ55-1、55-2の出力の和が合成信号の推定値 $y_e(i)$ であり、出力端子44Rから出力される。この推定値 $y_e(i)$ を式で表すと

られている。ビタビアルゴリズムによる状態推定について、考慮する干渉波が1波で変調方式がBPSK変調を例に具体的に述べる。BPSKであるから希望波、干渉波のシンボルが各2つの値をとるため、合わせて4通りの値を取り得る。まず、状態について説明する。伝送路における遅延波の最大遅延時間が LT のとき、 $\{a_m(p), b_m(p) \mid k-L+1 \leq p \leq k\}$ を状態と呼ぶ。この場合、状態数は 2^{2L} となり、複素シンボル系列はこの状態の系列として記述することができる。図2Cに $L=1$ の状態遷移図、トレリス図を示す。時点 k における s 番目の状態を $\sigma_s(k)$ とする。ここでは、 $0 \leq s \leq 3$ であり、時点が k から $k+1$ に進むとき状態が遷移する。状態遷移は、希望波及び干渉波の複素シンボル $\{a(k+1), b(k+1)\}$ に対する複素シンボル候補 $\{a_m(k+1), b_m(k+1)\}$ の値に依存するので、1つの状態から4通りの遷移が起きる。同図が示すように、1つの状態から4つの状態へと分岐し、また、4つの状態から1つの状態にマージする、遷移先でマージする4つの遷移から1つの遷移を選択するために $\sigma'_s(k)$ から $\sigma_s(k+1)$ への遷移に対応した遷移メトリック $J_{k+1}[\sigma_s(k+1), \sigma'_s(k)]$ を用いる。

【0020】状態 $\sigma s'(k)$ から $\sigma s(k+1)$ への遷移におけるメトリックは、遷移ごとのブランチメトリック $BR[\sigma s$

$$J_{k+1}[\sigma s(k+1), \sigma s'(k)] = J_k[\sigma s'(k)] + BR[\sigma s(k+1), \sigma s'(k)] \quad (3)$$

で算出される。 $J_k[\sigma s'(k)]$ は時点 k におけるパスメトリックであり、尤度に対応している。状態遷移 $\sigma s'(k) \rightarrow \sigma s(k+1)$ における複素シンボル系列候補は $\{a_m(k+1), b_m(k+1)\}$ で表される。ピタビアルゴリズムではマージする4つの遷移に対応した $J_{k+1}[\sigma s(k+1), \sigma s'(k)]$ を比較して最も大きい遷移を選択し、その選択された遷移のメトリックを時点 $k+1$ におけるパスメトリック $J_{k+1}[\sigma s(k+1)]$ にする。そして、選択された遷移にリンクする状態の時系列、パスのみが最尤系列候補として残される。以後この操作を繰り返すと、状態の数だけパスが生き残る。このパスは生き残りパスと呼ばれている。なお、メモリの制約上、状態の時系列は過去 $(D-L+1)T$ までしか記憶せず、過去 $(D-L+1)T$ の時点で生き残りパスがマージしないなら現時点で最大尤度、即ちパスメトリック最大のパスに基づいて信号判定を行う。このとき判定される信号は、現時点から DT 遅延したものであり、この DT を判定遅延時間という(G. Ungerboeck, "Adaptive maximum likelihood receiver for ca

$$T = \{(1-\lambda^{NT})/(1-\lambda)\}^{-1} \sum_{i=1}^{NT} \lambda^{NT-i} X(i) a^*(i) \quad (6)$$

$$X^H(i) = [x_1^*(i) x_2^*(i)] \quad (7)$$

として求める。ここで、 λ は忘却係数と呼ばれる1未満の正数であり、 NT はトレーニング信号長である。なお、式(6)の右辺は、トレーニング信号区間における $X(i)$ と希望波の複素シンボル $a(i)$ との相互関係ベクトル

$$e_m(i) = w_1 x_1(i) + w_2 x_2(i) - \sum_{p=0}^{L-1} h_0(p) a_m(i-p) - \sum_{p=0}^{L-1} h_1(p) b_m(i-p) \quad (8)$$

となる。この誤差信号 $e_m(i)$ を、6次元拡張受信信号ベクトル $X_{ext}(i)$ と6次元拡張重み付け係数ベクトル W

$$e_m(i) = W^H X_{ext}(i) \quad (9)$$

となる。ただし、 $X_{ext}(i)$ と W_{ext} は

$$X_{ext}^H(i) = [x_1^*(i) x_2^*(i) a_m^*(i) a_m^*(i-1) b_m^*(i) b_m^*(i-1)] \quad (10)$$

$$W_{ext}^H = [w_1 w_2 h_0(0) h_0(1) h_1(0) h_1(1)] \quad (11)$$

である。式(4)の拘束条件は

$$W_{ext}^H T_{ext} = 1(\text{const}) \quad (12)$$

と表すことができる。ただし、 T_{ext} は6次元拡張ステ

$$T_{ext}^H = [T^H 0000] \quad (13)$$

である。ここで、式(4)の拘束条件下で誤差信号 $e_m(i)$ の平均2乗を最小にする重み付け係数及び伝送路推定値を求めることは、式(13)の拘束条件下で式(9)の誤差信号 $e_m(i)$ の平均2乗を最小にする W_{ext} を求めることと等価になる。この W_{ext} を求めるアルゴリズムとして、FrostによるLMSに準じた方法が知られている(Forst, O.L., "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing", Proc. IEEE, vol. 60, No. 8, PP. 926-935, August 1972)。

【0024】この実施例では、アレー合成手段35における受信信号の線形合成だけで干渉キャンセルするだけ

$(k+1), \sigma s'(k)]$ を用いて

rrier-modulated data-transmission systems," IEEE Trans. Commun, vol. COM-22, pp. 624-636, 1974)。ただし、 $D \geq L$ である。

【0021】最後に、パラメータ推定手段38のアルゴリズムについて以下説明する。まず、重み付け係数の拘束条件について説明する。この拘束条件は、合成信号 $y(i)$ に含まれる希望波信号成分の電力を一定に保つ作用があり、

$$W^H T = 1(\text{const}) \quad (4)$$

と表される。ここで、 T はステアリング・ベクトルと呼ばれる2次元ベクトルであり、 W は重み付け係数 w_1 及び w_2 を要素に持つ2次元重み付け係数ベクトルであり、

$$W^H = [w_1^* w_2^*] \quad (5)$$

と定める。なお、 H は、複素共役転置である。

【0022】ステアリング・ベクトル T は以下のようにして求める。受信信号 $x_1(i)$ 及び $x_2(i)$ を要素に持つ2次元受信信号ベクトル $X(i)$ と、希望波の複素シンボル $a(i)$ から

である。

【0023】誤差信号 $e_m(i)$ は $y(i) - y_e(i)$ であるから、式(1)及び式(2)を用いて

ext で表すと

アリング・ベクトルであり、

でなく、誤差信号生成手段41において干渉波信号成分を推定して差し引くことで等価的に干渉キャンセルを行う。従って、干渉波の数が2でも、アレー合成手段35で残留する1つの干渉波成分は誤差信号生成手段41で推定して差し引くことができる。即ち、干渉波の数がアレーアンテナの数以上となっても干渉キャンセルすることができ、伝送特性が急激に劣化するという欠点を克服できる。

【0025】実施例2

この発明の他の実施例の構成を図3に示す(請求項2)。図1に示した実施例ではサンプリング周期は変調

のシンボル周期 T であり、サンプリングタイミングのタイミングジッタにより伝送特性が劣化するという問題がある。この問題は、サンプリング周期を T 以下にする分数間隔サンプリングを行うことにより解決できる。この実施例はこの分数間隔サンプリングを採用し、図1に示した実施例の複素乗算器26-1、26-2をトランスバーサルフィルタ61-1、61-2で置き換えただけである。なお、ベースバンド受信信号発生器25-1、25-2におけるサンプリング周期は変調のシンボル周期 T 以下、例えば $T/2$ にする。これに伴い、受信信号を入力とするトランスバーサルフィルタ61-1、61-2はそれぞれ図4に示すように遅延素子の遅延時間が $T/2$ となる。このトランスバーサルフィルタ61-1、61-2は、各アンテナ13-1、13-2の受信信号と重み付け係数との畳み込み演算をそれぞれ行う。そして、各アンテナの畳み込み演算結果を足し合わせることで合成信号 $y(i)$ を生成する。なお、上述において各構成部分はデジタル信号処理ユニット(DSP)などにより処理され、必ずしも個々のハードウェアとして設けられるものでない。

【0026】

【発明の効果】以上説明したようにこの発明では、アレ

ーアンテナの数以上に干渉波が到来する場合でも良好に動作するアダプティブ・アレー受信機を実現できる。また、分数間隔サンプリングを採用し、受信信号と重み付け係数との畳み込み演算を行うことにより、サンプリングタイミングのタイミングジッタによる劣化を克服できる。同一キャリア周波数を多数のユーザーが共用する無線システムに利用すると効果的である。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施例の機能構成例を示すブロック図。

【図2】Aは図1中のレプリカ信号生成回路36の具体例を示すブロック図、Bはそのトランスバーサルフィルタを示すブロック図、Cはビタビアルゴリズムの状態遷移を示す図である。

【図3】この発明の他の実施例の機能構成例を示すブロック図。

【図4】図3中のトランスバーサルフィルタの構成を示す図。

【図5】従来のアダプティブ・アレー受信機の構成を示すブロック図。

【図6】バースト信号の構成を示す図。

【図1】

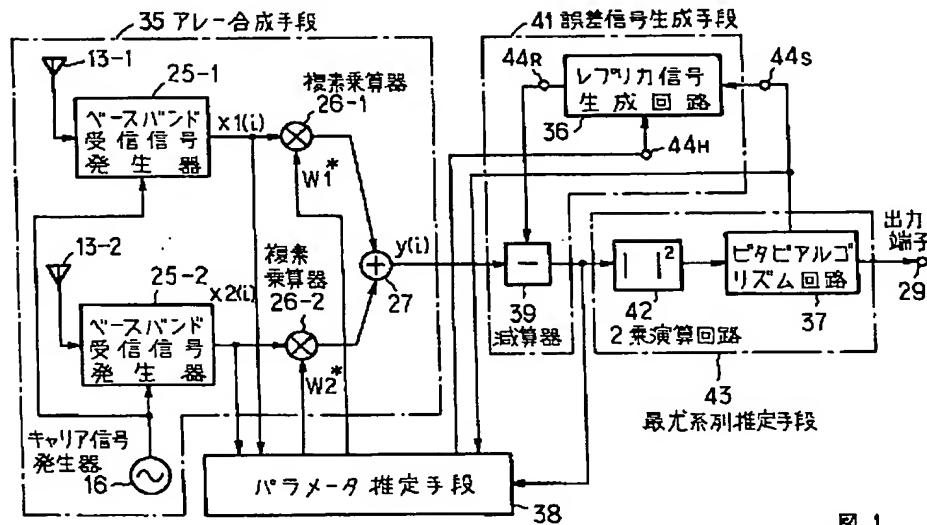


図 1

【図6】

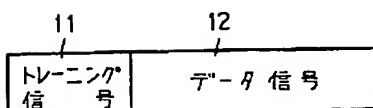


図 6

【図5】

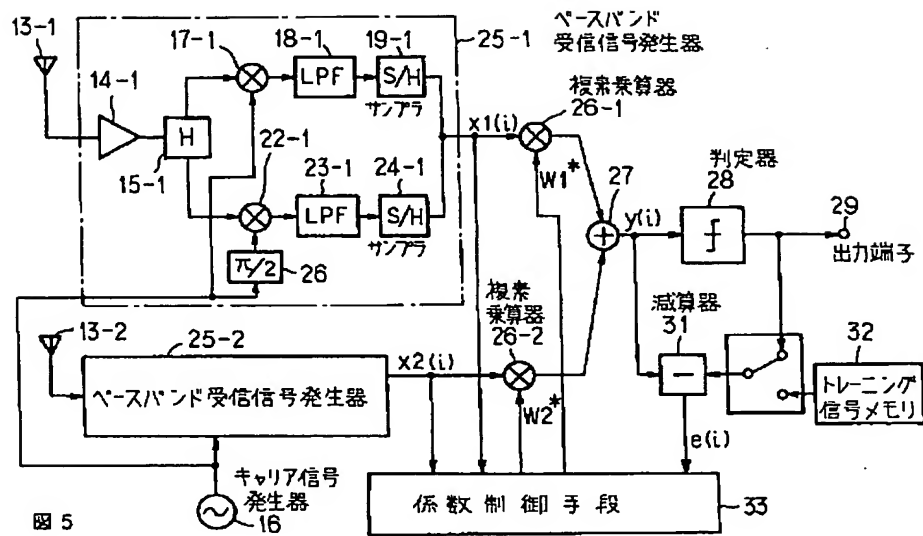


図 5

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.